

N.N.
11/9/01
#4

JC986 U.S. PTO

09/900133



日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 7月 7日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-206696

出 願 人

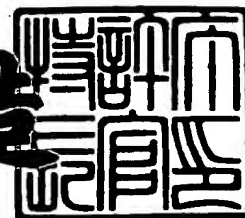
Applicant (s):

パイオニア株式会社

2001年 2月23日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3009954

【書類名】 特許願
【整理番号】 54P0727
【提出日】 平成12年 7月 7日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H03D 1/00
H03D 1/06
H04B 1/06

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県川越市山田字西町 2 5 番地 1 パイオニア株式会
社川越工場内

【氏名】 大橋 徹

【特許出願人】

【識別番号】 000005016

【氏名又は名称】 パイオニア株式会社

【代理人】

【識別番号】 100063565

【弁理士】

【氏名又は名称】 小橋 信淳

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011659

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 振幅変調された受信波から信号波を再生する受信機であって

前記受信波が中間周波数の信号に周波数変換されて検波されることにより生じる検波データを、デジタル信号処理によって一定の検波データに可変利得調整する可変利得制御手段と、

前記可変利得制御手段から出力される前記一定の検波データをデジタル信号処理によってノイズクランプするノイズクランプ手段と、

を具備することを特徴とする受信機。

【請求項 2】 前記可変利得制御手段は、前記検波データを積分して直流成分のデータを生成するデジタルローパスフィルタと、

検波データレベルを示す予め決められた第 1 の基準データと前記デジタルローパスフィルタで生成される前記直流成分のデータとの除算を行うデジタル除算器と

前記除算により前記デジタル除算器より出力される除算データと前記検波データとの乗算を行うことにより、前記一定の検波データを生成するデジタル乗算器とを備えることを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 3】 前記ノイズクランプ手段は、クランプレベルを示す予め決められた第 2 の基準データと前記一定の検波データとの大小を比較し、比較結果を出力するデジタル比較器と、

前記比較結果に基づいて、前記一定の検波データが第 2 の基準データより小さな値のときには前記一定の検波データ、前記一定の検波データが第 2 の基準データより大きな値のときには前記第 2 の基準データを前記信号波のデータとして出力するセレクタ回路とを備えることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の受信機。

【請求項 4】 前記第 1 の基準データを予め決められた倍率に基づいて乗算することにより前記第 2 の基準データを生成するデジタル乗算器を備えることを特徴とする請求項 3 記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、受信波から信号波を再生する受信機に関し、特に、デジタル信号処理によって信号波を再生する受信機に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来技術】

従来、放送局から送られてくる放送波を受信しオーディオ周波数帯域の信号波を再生する受信機として、図 3 に示すスーパーヘテロダイン方式の AM 受信機が知られている。

【 0 0 0 3 】

この AM 受信機は、アナログ信号処理によって信号波 S AF を再生する受信機であり、アンテナ 1 で受信した AM 放送波 S RF を高周波増幅器 2 を介して周波数変換器 3 に供給し、局部発振器 4 からの局部発信周波数の選局信号 S o と混合することにより、中間周波数 (4 5 5 k H z) の信号 (以下、 I F 信号という) に周波数変換する。この周波数変換された I F 信号 S IF を中間周波数帯域のバンドパスフィルタ 5 に通すことで不要な周波数成分を除去し、更に、利得制御型中間周波数増幅器 6 で増幅してノイズクランプ回路 7 で外来ノイズ等を除去した後、検波回路 8 で検波することによりオーディオ周波数帯域の信号波 S AF を再生する。そして、所定値の固定抵抗 1 0 , 1 1 によって信号波 S AF を電圧分割して出力している。

【 0 0 0 4 】

更に、検波回路 8 で検波された信号波 S AF をローパスフィルタ 9 で直流電圧 V AGC に変換し、この直流電圧 V AGC に応じて利得制御型中間周波数増幅器 6 の増幅率を制御することで、一定の (変動のない) 信号波 S AF が得られるようにしている。

【 0 0 0 5 】

つまり、仮に利得制御型中間周波数増幅器 6 の増幅率が固定であったとすると、受信強度の変動等に伴って AM 放送波 S RF の振幅が変動すると、同じ検波デー

タレベルのAM放送波SRFを検波した場合でも、信号波SAFの振幅が変動してしまう。

【0006】

こうした不具合を防止するために、直流電圧VAGCが上がると利得制御型中間周波数増幅器6の増幅率を下げ、直流電圧VAGCが下がると利得制御型中間周波数増幅器6の増幅率を上げるように可変制御することで、一定の（変動のない）信号波SAFが得られるようにしている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、本願発明者は、上述したようなアナログ回路で構成された受信機をデジタル回路に置き換え、例えばデジタルオーディオ器機への対応が可能なデジタルの信号波SAFを直接再生しようとする試みを行った。

【0008】

つまり、図3に示した検波回路8から出力されるアナログの信号波SAFをA/D変換器によってデジタルの信号波に変換してデジタルオーディオ器機に供給する等の単なる付加機能を設けるのではなく、受信機自体をデジタル化することで、デジタルの信号波SAFを直接出力し、アナログの受信機では得られなかったより高精度の受信機を開発するための試みを行った。

【0009】

こうした試みの一つとして、利得制御型中間周波数増幅器6とノイズクランプ回路7及びローパスフィルタ9をデジタル回路に置き換えることにより、デジタル演算によって得られる信号処理の高精度化を実現しようとする提案を行った。

【0010】

しかし、利得制御型中間周波数増幅器6とノイズクランプ回路7及びローパスフィルタ9に供給される各信号の周波数は、周波数変換器3における上記周波数変換によって中間周波数（455kHz）にダウンコンバートされるものの、デジタル回路で処理するには高周波数であり過ぎるため、極めて高速のデジタル回路が必要となってしまう、単なる置き換えでは対応できないという問題があった。

【 0 0 1 1 】

すなわち、従来のアナログ回路で構成された利得制御型中間周波数増幅器 6 とノイズクランプ回路 7 及びローパスフィルタ 9 と同等のデジタル信号処理を行うためには、バンドパスフィルタ 5 から出力される I F 信号 S I F を、ナイキストのサンプリング定理に従って、中間周波数 (4 5 5 k H z) の 2 倍以上のサンプリング周波数 (例 えば、1 M H z) でデジタル化し、それによって生じる高速のデジタル信号を高速のデジタル回路でデジタル信号処理することが必要となる。

【 0 0 1 2 】

このため、高速且つ高価なデジタル回路が必要となって受信機のコスト高等を招き、受信機のデジタル化が困難になるという問題があった。

【 0 0 1 3 】

例えば、高速のデジタル信号処理を行う手法として、高速演算が可能な複数組のデジタル回路を並列に設けておき、これら複数組のデジタル回路によって並列処理を行うことで実質的な高速化を実現するという手法もあるが、これでは、各デジタル回路間で精密な同期を採るための複雑な制御が必要になったり、回路規模が大きくなってコスト高等を招来するという問題があった。

【 0 0 1 4 】

本発明はこうした従来の問題を克服すると共に、簡素な構成であって、高精度のデジタル信号波を直接出力すること等を可能にする新規な受信機を提供することを目的とする。

【 0 0 1 5 】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するための本発明は、振幅変調された受信波から信号波を再生する受信機であって、前記受信波が中間周波数の信号に周波数変換されて検波されることにより生じる検波データを、デジタル信号処理によって一定の検波データに可変利得調整する可変利得制御手段と、前記可変利得制御手段から出力される前記一定の検波データをデジタル信号処理によってノイズクランプするノイズクランプ手段とを具備することを特徴とする。

【 0 0 1 6 】

かかる構成によれば、中間周波数の信号に較べて低い周波数の検波データに対して、可変利得制御手段及びノイズクランプ手段がデジタル信号処理を行う。このため、可変利得制御手段及びノイズクランプ手段を高速なデジタル回路を適用しなくとも構成することが可能となり、簡素な構成であって、高精度のデジタル信号波を直接出力すること等を可能にする新規な受信機を実現する。

【 0 0 1 7 】

また、上記可変利得制御手段は、上記検波データを積分して直流成分のデータを生成するデジタルローパスフィルタと、検波データレベルを示す予め決められた第 1 の基準データと上記デジタルローパスフィルタで生成される上記直流成分のデータとの除算を行うデジタル除算器と、上記除算により上記デジタル除算器より出力される除算データと上記検波データとの乗算を行うことにより、上記一定の検波データを生成するデジタル乗算器とを備えることを特徴とする。

【 0 0 1 8 】

かかる構成によれば、デジタル除算器が上記の第 1 の基準データと上記直流成分のデータとの除算を行うことで、上記検波データの変動に相当する除算データが生成され、更に、デジタル乗算器がこの除算データと検波データとの乗算を行うことで、上記一定の検波データが生成される。これにより、検波データが変動してもデジタル信号処理によって一定の検波データに保つための所謂 A G C 回路が実現される。

【 0 0 1 9 】

また、上記ノイズクランプ手段は、クランプレベルを示す予め決められた第 2 の基準データと上記一定の検波データとの大小を比較し、比較結果を出力するデジタル比較器と、上記比較結果に基づいて、上記一定の検波データが第 2 の基準データより小さな値のときには上記一定の検波データ、上記一定の検波データが第 2 の基準データより大きな値のときには上記第 2 の基準データを上記信号波のデータとして出力するセレクタ回路とを備えることを特徴とする。

【 0 0 2 0 】

かかる構成によれば、上記可変利得制御手段から出力される上記一定の検波データに検波データレベルを超える大きなノイズ等が重畳した場合でも、そのノイ

ズ等を除去した一定の検波データを生成する。

【 0 0 2 1 】

また、上記第 1 の基準データを予め決められた倍率に基づいて乗算することにより上記第 2 の基準データを生成するデジタル乗算器を備えることを特徴とする。

【 0 0 2 2 】

かかる構成によると、第 1 の基準データを設定するだけで、予め決められた倍率の第 2 の基準データが生成される。このため、データ設定のための操作の簡素化を実現する。

【 0 0 2 3 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。尚、図 1 は本実施形態の受信機の構成を示すブロック図であり、一実施形態として AM 放送波を受信する受信機の構成を示している。

【 0 0 2 4 】

図 1 において、本受信機は、アンテナ 1 2 で受信した AM 放送波 SRF を高周波増幅器 1 3 を介して周波数変換器 1 4 に供給し、局部発振器 1 5 からの局部発信周波数の選局信号 S_o と混合することにより、中間周波数 (4 5 5 k H z) の I F 信号 S_{IF} に周波数変換し、更にこの I F 信号 S_{IF} を中間周波数帯域のバンドパスフィルタ 1 6 に通すことで不要な周波数成分を除去し、検波回路 1 7 で検波することによってオーディオ周波数帯域の検波信号を生成する。

【 0 0 2 5 】

尚、これら高周波増幅器 1 3 と周波数変換器 1 4、バンドパスフィルタ 1 6 及び検波回路 1 7 は、アナログ回路で形成されている。

【 0 0 2 6 】

更に、検波回路 1 7 に続けて、可変利得制御手段としての A G C (Automatic Gain Control) 回路 AGCC と、ノイズクランプ手段としてのノイズクランプ回路 NC が直列接続されている。

【 0 0 2 7 】

ただし、図示していないが、検波回路 17 で生成される上記の検波信号をオーディオ周波数帯域（例えば、約 1 0 0 H z ～ 2 0 k H z）の約 2 倍のサンプリング周波数（例えば、4 1 k H z）でサンプリングすることによってデジタルデータ（以下、検波データという）D 1 に変換する A / D 変換器が備えられており、その A / D 変換器から出力される検波データ D 1 が A G C 回路 AGCC に供給されるようになっている。

【 0 0 2 8 】

上記の A G C 回路 AGCC は、デジタル乗算器 1 8 と、デジタルローパスフィルタ 1 9 と、デジタル除算器 2 0 を備えて構成されている。

【 0 0 2 9 】

ここで、デジタルローパスフィルタ 1 9 は、検波データ D 1 を入力し、デジタルフィルタリングによって検波データ D 1 に比例した直流電圧を示す直流電圧データ D 2 を出力する。

【 0 0 3 0 】

デジタル除算器 2 0 は、直流電圧データ D 2 と後述の基準検波レベルデータ D 3 とを入力し、次数（1）で表されるように、データ D 2 と D 3 との除算（割り算）を行う。そして、その除算によって得られる除算データ D 4 をデジタル乗算器 1 8 に供給する。

【 0 0 3 1 】

【数 1】

$$D 4 = (K \times D 2) \div D 3 \quad \cdots (1)$$

尚、上記式（1）中の係数 K は、デジタルローパスフィルタ 1 9 が検波データ D 1 を所定の時定数に基づいてデジタルフィルタリング（積分）することにより直流電圧データ D 2 を生成する際の比例係数（定数）である。

【 0 0 3 2 】

デジタル乗算器 1 8 は、検波データ D 1 と除算データ D 4 とを乗算（掛け算）し、その乗算によって得られる乗算データ D 5 をノイズクランプ回路 NCC 側へ出力する。

【0033】

上記のノイズクランプ回路NCCは、デジタル比較器23とセクタ回路24を備えて構成されている。

【0034】

デジタル比較器23は、乗算データD5の値と後述の設定電圧データD6の値を比較し、その比較結果としての比較データDcmpを出力する。尚、乗算データD5の値が設定電圧データD6の値より小さいとき ($D5 < D6$ のとき) には、論理“1”となる比較データDcmpを出力し、乗算データD5の値が設定電圧データD6の値より大きいとき ($D5 \geq D6$ のとき) には、論理“0”となる比較データDcmpを出力する。

【0035】

セクタ回路24は、第1の入力端子Aに乗算データD5、第2の入力端子Bに設定電圧データD6、セレクト端子SELに比較データDcmpが入力される所謂データマルチプレクサ (Data Multiplexer) で形成されている。そして、比較データDcmpが論理“1”のときには、乗算データD5を出力端子Qより出力し、比較データDcmpが論理“0”のときには、設定電圧データD6を出力端子Qより出力する。すなわち、比較データDcmpの論理値に応じて乗算データD5と設定電圧データD6を切換え選択し、信号波のデータDAFとして出力する。

【0036】

更に、本受信機には、レジスタ回路21と、シフトレジスタで形成された乗算器22と、マイクロプロセッサ (MPU) を有する制御部25とが備えられている。

【0037】

制御部25は、信号波のデータDAFの最大スパンを設定するための基準データDsetをレジスタ回路21に供給する。レジスタ回路21は、その基準データDsetを保持し、更に保持した基準データDsetを基準検波レベルデータD3として除算器20と乗算器22に供給する。

【0038】

乗算器22は、例えば並列入力並列出力型のシフトレジスタで形成され、図2

に示すように、基準検波レベルデータD3を入力して全体的に上位ビット側へ任意ビット分シフトすることで、基準検波レベルデータD3の整数倍の値となる設定電圧データD6を出力する。

【0039】

尚、図2は、基準検波レベルデータD3を10進数の「100」としたときに、1ビットシフトすることによって10進数の「200」の値となる設定電圧データD6を出力する場合を例示している。

【0040】

また、詳細については後述するが、基準検波レベルデータD3を10進数の「100」に設定すると、検波データレベル「100」に対応した処理が行われるようになっている。

【0041】

次に、かかる構成を有する本実施形態の受信機の動作を説明する。

まず、本受信機の製品検査工程などにおいて、検査者等が制御部25を操作し、基準データDsetを予め設定した後、製品出荷を行う。例えば、検波データレベルを「100」に指定すべく、10進数の「100」の値を設定する。

【0042】

ユーザー等が本受信機をオン操作し、放送局からの放送電波をアンテナ12が受信すると、受信したAM放送波SRFは高周波増幅器13で高周波増幅され、周波数変換器14で局部発振器15からの局部発信周波数の選局信号S_oと混合されることにより、中間周波数(455kHz)のIF信号SIFに周波数変換(ダウンコンバート)される。更にIF信号SIFは中間周波数帯域のバンドパスフィルタ16を通り、検波回路17で検波されることでオーディオ周波数帯域の検波信号となり、図示していないA/D変換器によってデジタルの検波データD1に変換されてAGC回路AGCCに供給される。

【0043】

AGC回路AGCCでは、デジタルローパスフィルタ19が検波データD1に比例した直流電圧を示す直流電圧データD2を生成し、その直流電圧データD2とレジスタ回路21からの基準検波レベルデータD3との除算演算をデジタル除算器

20が行って除算データD4をデジタル乗算器18に供給し、更に、デジタル乗算器18が、検波データD1と除算データD4とを乗算することで乗算データD5 ($=D1 \times D4$) を生成して出力する。

【0044】

ここで注目すべき点を述べると、検波データD1がAM放送波SRFの受信強度等に応じて変動したとしても、デジタル乗算器18から出力される乗算データD5は常に一定に保たれるようになっている。

【0045】

例えば、基準検波レベルデータD3が10進数の「100」に設定されている場合に、検波データD1の値（振幅値）が10進数の「40」という値に変動したとすると、次数（2）に示すように、直流電圧データD2の値はそれに比例した値「 $40 \times K$ 」となり、除算データD4は、 $D4 = 2.5 \times K$ となり、更に、乗算データD5は、 $D5 = 100 \times K$ となる。

【0046】

また、検波データD1の値（振幅値）が10進数の「80」という値に変動したとすると、各データD2, D4, D5は次数（3）に示す値となる。

【0047】

また、検波データD1の値（振幅値）が10進数の「160」という値に変動したとすると、各データD2, D4, D5は次数（4）に示す値となる。

【0048】

【数2】

$$\begin{array}{l}
 D3 = 100 \\
 D1 = 40 \\
 D2 = 40 \times K \\
 D4 = D3 \div D2 = 100 \div (40 \times K) = 2.5 \times K \\
 D5 = D1 \times D4 = 40 \times (2.5 \times K) = 100 \times K
 \end{array}
 \left. \vphantom{\begin{array}{l} D3 = 100 \\ D1 = 40 \\ D2 = 40 \times K \\ D4 = D3 \div D2 = 100 \div (40 \times K) = 2.5 \times K \\ D5 = D1 \times D4 = 40 \times (2.5 \times K) = 100 \times K \end{array}} \right\} \dots (2)$$

【0049】

【数3】

$$\begin{aligned}
 D3 &= 100 \\
 D1 &= 80 \\
 D2 &= 80 \times K \\
 D4 &= D3 \div D2 = 100 \div (80 \times K) = 1.25 \times K \\
 D5 &= D1 \times D4 = 80 \times (1.25 \times K) = 100 \times K
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} D3 &= 100 \\ D1 &= 80 \\ D2 &= 80 \times K \\ D4 &= D3 \div D2 = 100 \div (80 \times K) = 1.25 \times K \\ D5 &= D1 \times D4 = 80 \times (1.25 \times K) = 100 \times K \end{aligned}} \right\} \dots (3)$$

【0050】

【数4】

$$\begin{aligned}
 D3 &= 100 \\
 D1 &= 160 \\
 D2 &= 160 \times K \\
 D4 &= D3 \div D2 = 100 \div (160 \times K) = 0.625 \times K \\
 D5 &= D1 \times D4 = 160 \times (0.625 \times K) = 100 \times K
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} D3 &= 100 \\ D1 &= 160 \\ D2 &= 160 \times K \\ D4 &= D3 \div D2 = 100 \div (160 \times K) = 0.625 \times K \\ D5 &= D1 \times D4 = 160 \times (0.625 \times K) = 100 \times K \end{aligned}} \right\} \dots (4)$$

このように、検波データD1がAM放送波SRFの受信強度等に応じて変動したとしても、AGC回路AGCCは、デジタル信号処理によって利得制御を行い、常に乗算データD5を一定に保って出力する。

【0051】

次に、こうして一定に保たれた乗算データD5がノイズクランプ回路NCCに供給されると、デジタル比較器23がこの乗算データD5とデジタル乗算器22からの設定電圧データD6を比較する。また、デジタル乗算器22からデジタル比較器23には、上記のビットシフトによって、基準検波レベルデータD3の2倍の値「200」を示す設定電圧データD6が供給される。

【0052】

これにより、 $D5 < D6$ のときには論理“1”となる比較データDcmp、 $D5 \geq D6$ のときには論理“0”となる比較データDcmpがセクタ回路24に供給され、これら比較データDcmpの論理値に応じてセクタ回路24が、乗算データD5又は設定電圧データD6を選択的に切り換えて出力することにより、信号波のデータDAFを再生する。

【0053】

つまり、設定電圧データD6で決められる検波データレベル「200」を超えるような外来ノイズ等が乗算データD5に重畳していたときには、設定電圧データD6が信号波のデータDAFとして出力され、上記外来ノイズ等が乗算データD5に重畳していないときには、乗算データD5がそのまま信号波のデータDAFとして出力される。

【0054】

したがって、ノイズクランプ回路NCCは、デジタル信号処理によってノイズを抑制した信号波のデータDAFを生成するようになっている。

【0055】

このように本実施形態によれば、AGC回路AGCCとノイズクランプ回路NCCをデジタル回路で形成したことにより、デジタルの信号波データDAFを再生して直接出力する受信機を提供することができる。

【0056】

更に、検波回路17から出力されるオーディオ周波数帯域の検波信号を上記図示しないA/D変換器で検波データD1に変換し、この検波データD1をAGC回路AGCCとノイズクランプ回路NCCがデジタル信号処理する構成となっているため、これらのA/D変換器とAGC回路AGCC及びノイズクランプ回路NCCを高速のデジタル回路で形成する必要がなくなり、受信機のコスト高等を未然に防止することができる。

【0057】

すなわち、従来の技術として説明した図2の受信機の利得制御型中間周波数増幅器6とノイズクランプ回路7及びローパスフィルタ9をデジタル回路に置き換えた場合には、中間周波数(455kHz)のIF信号SIFに対応すべく、中間周波数の2倍以上の高サンプリング周波数(例えば、折り返し誤差を考慮した1MHz)でデジタル化したデータを処理する必要上、高速のデジタル回路が必要であった。しかし、本実施形態によれば、オーディオ周波数帯域(例えば、100Hz~20kHz)の検波信号を処理するので、サンプリング周波数を、折り返し誤差等の発生を抑えて所謂信号の再現性を考慮した41kHz程度の低い周波数に設定することができ、よって、高速のデジタル回路を適用しないで済むと

いう優れた効果が得られる。

【 0 0 5 8 】

そして、従来の技術で述べた高速のデジタル回路を適用した場合には、デジタル回路が複雑になったり、デジタル回路間で高精度且つ複雑な同期制御が必要になる等の問題があったが、本実施形態では、低速のデジタル信号処理が可能になるために、高精度且つ複雑な制御が不要となり、且つ回路規模を簡素化することができ、受信機のコスト高等を未然に防止することができる。

【 0 0 5 9 】

また、製品検査等を行う際に、検査者が制御部 2 5 に対して基準データ Dset を設置するだけで、自動的に検波データレベルを示す基準検波レベルデータ D 3 と設定電圧データ D 6 が決定されるため、検査や調整作業を簡素化することができると共に、誤調整等の人為的ミスを大幅に低減することができる。

【 0 0 6 0 】

ちなみに、図 2 に示した構成の受信器では、検波回路 8 の検波レベルを調整すると、ノイズクランプ回路 7 のクランプレベルも調整しなければならにため、調整が煩雑となって人為的ミスが発生し易いが、本実施形態ではこのような問題を大幅に改善することができる。

【 0 0 6 1 】

尚、本実施形態では、デジタル乗算器 2 2 が 1 ビットシフトの処理を行うことで、基準検波レベルデータ D 3 の 2 倍の値の設定電圧データ D 6 を自動的に設定するように構成した場合を説明したが、2 ビットシフトの処理を行うように設定してもよい。また、任意のデータを n ビットシフトした結果と任意のデータを m ビットシフトした結果とを加減算して任意の値を自動的に設定する構成にしてもよい。例えば、任意のデータを 1 ビットシフトした結果と任意のデータを - 1 ビットシフトした結果とを加算することにより任意の値を自動的に設定するような、ビットシフトと加減算の組み合わせ適用してもよい。

【 0 0 6 2 】

また、基準データ Dset の値を検波データレベル「1 0 0」に対応した 1 0 進数の「1 0 0」に設定する場合を説明したが、この基準データ Dset の値も任意

に設定することができる。

【 0 0 6 3 】

また、本実施形態のデジタル乗算器 2 2 は、受信機の構成をより簡素化するために、基準検波レベルデータ D 3 をビットシフトすることによって、整数倍の値の設定電圧データ D 6 を生成することとしているが、このビットシフトによらないで乗算を行うデジタル乗算器を適用してもよい。

【 0 0 6 4 】

例えば、ビットシフトによらないで乗算を行うデジタル乗算器に制御部 2 5 から倍率指定のための被乗算計数データを供給し、そのデジタル乗算器がその被乗算計数データと基準検波レベルデータ D 3 との乗算を行うことで設定電圧データ D 6 を生成するようにしてもよい。

【 0 0 6 5 】

また、放送局から到来する放送電波を受信する AM 受信機の実施形態を説明したが、本発明は、放送波に基づいて信号波を再生する受信機に限定されるものではない。

【 0 0 6 6 】

また、本実施形態では、検波回路 1 7 までをアナログ回路で構成した場合を述べたが、本発明はこれに限定されるものではない。デジタル信号処理を行う A G C 回路とノイズクランプ回路を備えるものであれば、本発明に含まれるものである。

【 0 0 6 7 】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、中間周波数の信号に較べて低い周波数の検波データに対して、可変利得制御手段及びノイズクランプ手段がデジタル信号処理を行うようにしたので、可変利得制御手段及びノイズクランプ手段を高速なデジタル回路を適用しなくとも構成することが可能となり、簡素な構成であって、高精度のデジタル信号波を直接出力すること等を可能にする新規な受信機を提供することができる。

【 0 0 6 8 】

上記の可変利得制御手段を、検波データを積分して直流成分のデータを生成するデジタルローパスフィルタと、検波データレベルを示す予め決められた第1の基準データと上記デジタルローパスフィルタで生成される直流成分のデータとの除算を行うデジタル除算器と、除算によりデジタル除算器より出力される除算データと検波データとの乗算を行うことにより、一定の検波データを生成するデジタル乗算器とを備える構成にしたので、検波データが変動してもデジタル信号処理によって一定の検波データに保つための所謂AGC回路を実現することができる。

【0069】

また、上記のノイズクランプ手段を、クランプレベルを示す予め決められた第2の基準データと一定の検波データとの大小を比較するデジタル比較器と、その比較結果に基づいて一定の検波データが第2の基準データより小さな値のときには一定の検波データ、一定の検波データが第2の基準データより大きな値のときには第2の基準データを信号波のデータとして出力するセクタ回路とを備える構成にしたので、検波データにクランプレベルを超える大きなノイズなどが重畳した場合でも、そのノイズ等を除去した一定の検波データを生成することができる。

【0070】

また、第1の基準データを予め決められた倍率に基づいて乗算することにより第2の基準データを生成するデジタル乗算器を備える構成にしたので、第1の基準データを設定するだけで、予め決められた倍率の第2の基準データを生成することができ、データ設定のための操作の簡素化を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本実施形態の受信機の構成を示すブロック図である。

【図2】

本実施形態の受信機に備えられているデジタル乗算器の動作を説明するための図である。

【図3】

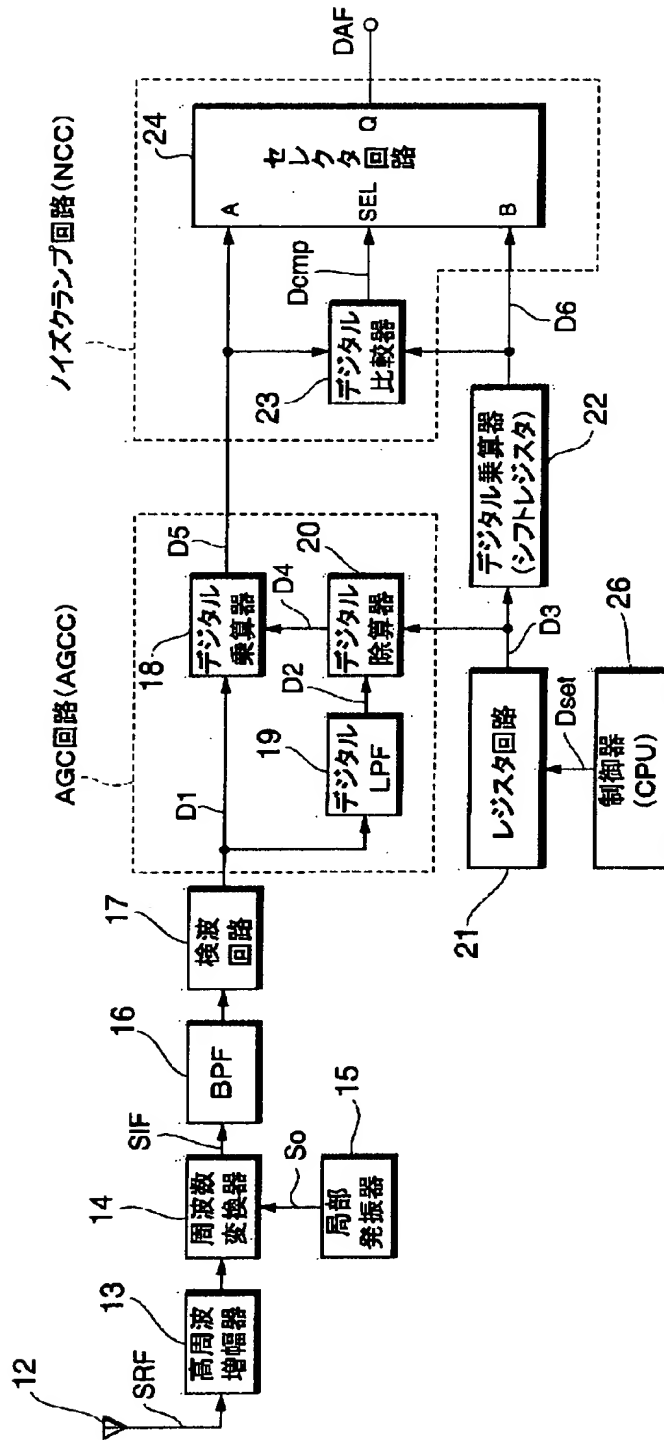
従来のアナログ信号処理によって放送波から信号波を再生する受信機の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

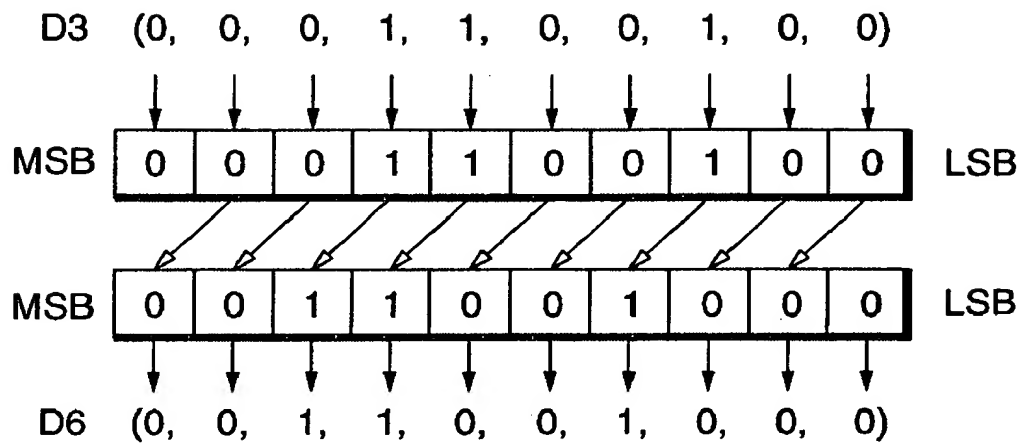
- 1 4 … 局部発振器
- 1 5 … 周波数変換器
- 1 7 … 検波回路
- 1 8 … デジタル乗算器
- 1 9 … デジタルローパスフィルタ
- 2 0 … デジタル除算器
- 2 1 … レジスタ回路
- 2 2 … デジタル乗算器
- 2 3 … デジタル比較器
- 2 4 … セレクタ回路
- 2 5 … 制御部
- AGCC… A G C 回路
- NCC… ノイズクランプ回路

【書類名】 図面

【図 1】

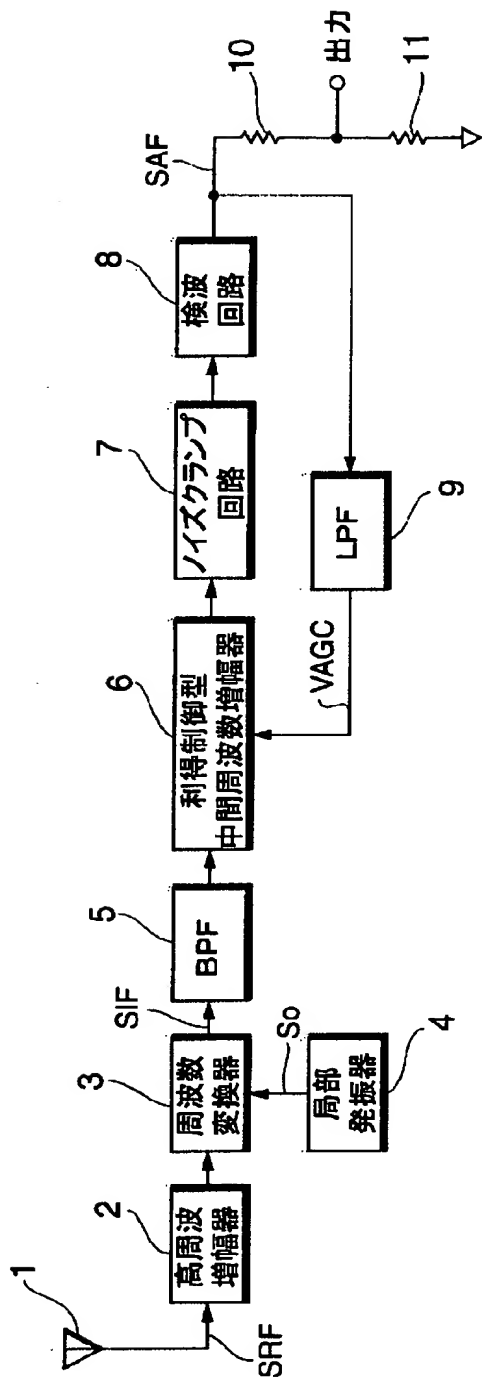


【図 2】



(10進数の「100」を1ビットシフトして
10進数の「200」を出力する場合の例)

【図 3】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 デジタルの信号波を直接出力する受信機を提供する。

【解決手段】 検波回路 1 7 からの検波出力をデジタルの検波データ D 1 に変換し、デジタル回路で形成された A G C 回路 AGCC 及びノイズクランプ回路 NCC に供給する。A G C 回路 AGCC では、デジタルローパスフィルタ 1 9 により検波データ D 1 から直流電圧データ D 2 を生成し、デジタル除算器 2 0 により検波データレベルを示す基準検波レベルデータ D 3 と直流電圧データ D 2 との除算を行い、デジタル乗算器 1 8 によりその除算結果 D 4 と検波データ D 1 との乗算を行うことで、検波データ D 1 に変動が生じても一定となる乗算データ D 5 を生成する。ノイズクランプ回路 NCC では、デジタル比較器 2 3 によりクランプレベルを示す設定電圧データ D 6 と乗算データ D 5 の大小を比較し、その比較結果に応じてセレクタ回路 2 4 が設定電圧データ D 6 と乗算データ D 5 を選択的に出力しその出力を信号波のデータ DAF とする。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005016]

1. 変更年月日 1990年 8月31日
[変更理由] 新規登録
住 所 東京都目黒区目黒1丁目4番1号
氏 名 パイオニア株式会社